

4/5/1 (Item 1 from file: 351)  
DIALOG(R) File 351:Derwent WPI  
(c) 2001 Derwent Info Ltd. All rts. reserv.

009790450 \*\*Image available\*\*  
WPI Acc No: 1994-070303/199409

XRPX Acc No: N94-055173

Spectra spreading receiver for synchronisation of initial catching of PN signal - has adder adding square of absolute value of complex correlation signal and absolute value of error signal before latch NoAbstract

Patent Assignee: MITSUBISHI ELECTRIC CORP. (MITQ )

Number of Countries: 001 Number of Patents: 001

Patent Family:

Patent No	Kind	Date	Applicat No	Kind	Date	Week
JP 6021914	A	19940128	JP 92196251	A	19920629	199409 B

Priority Applications (No Type Date): JP 92196251 A 19920629

Patent Details:

Patent No	Kind	Lan	Pg	Main IPC	Filing Notes
JP 6021914	A	19		H04J-013/00	

Abstract (Basic): JP 6021914 A  
Dwg.1/7

Title Terms: SPECTRUM; SPREAD; RECEIVE; SYNCHRONISATION; INITIAL; CATCH; PN ; SIGNAL; ADDER; ADD; SQUARE; ABSOLUTE; VALUE; COMPLEX; CORRELATE; SIGNAL ; ABSOLUTE; VALUE; ERROR; SIGNAL; LATCH; NOABSTRACT

Derwent Class: W02

International Patent Class (Main): H04J-013/00

File Segment: EPI

4/5/2 (Item 1 from file: 347)  
DIALOG(R) File 347:JAPIO  
(c) 2000 JPO & JAPIO. All rts. reserv.

04378014 \*\*Image available\*\*  
SPECTRUM DIFFUSION RECEIVER

PUB. NO.: 06-021914 JP 6021914 A]  
PUBLISHED: January 28, 1994 (19940128)  
INVENTOR(s): KOJIMA TOSHIHARU  
APPLICANT(s): MITSUBISHI ELECTRIC CORP [000601] (A Japanese Company or Corporation), JP (Japan)  
APPL. NO.: 04-196251 [JP 92196251]  
FILED: June 29, 1992 (19920629)  
INTL CLASS: [5] H04J-013/00  
JAPIO CLASS: 44.2 (COMMUNICATION -- Transmission Systems)  
JOURNAL: Section: E, Section No. 1542, Vol. 18, No. 230, Pg. 103, April 26, 1994 (19940426)

#### ABSTRACT

PURPOSE: To secure the synchronization of a PN signal by catching the synchronization of the PN signal in the early stages with use of a correlation signal and an error signal.

CONSTITUTION: The received SS signal is inputted to a semi-synchronous detection/AFC circuit 100. Thus the semi-synchronous detection is carried out and a complex base band signal is outputted. This base band signal is inputted to a complex correlator 102 where the correlation is taken between the base band signal and a PN signal. Thus a complex correlation signal is obtained and inputted to a demodulation processing circuit 104. Then the complex correlation signal is latched synchronously with repetition of the PN signal and demodulated in accordance with a demodulation system. Thus it is possible to secure the synchronization of the PN signal despite the large frequency of a local carrier wave.

(19)日本国特許庁 (JP)

(12) 特許公報 (B2)

(11)特許番号

第2698506号

(45)発行日 平成10年(1998)1月19日

(24)登録日 平成9年(1997)9月19日

(51)Int.Cl.<sup>6</sup>  
H 04 J 13/00  
H 04 L 7/00

識別記号

庁内整理番号

F I  
H 04 J 13/00  
H 04 L 7/00

技術表示箇所  
A  
C

請求項の数 3 (全 12 頁)

(21)出願番号 特願平4-196251

(73)特許権者 000006013

三菱電機株式会社

(22)出願日 平成4年(1992)6月29日

東京都千代田区丸の内二丁目2番3号

(65)公開番号 特開平6-21914

(72)発明者

小島 年春

(43)公開日 平成6年(1994)1月28日

神奈川県鎌倉市大船五丁目1番1号 三菱電機株式会社 通信システム研究所内

(74)代理人

弁理士 吉田 研二

審査官 石井 研一

(56)参考文献 特開 昭59-74742 (JP, A)  
特開 平1-161933 (JP, A)

(54)【発明の名称】スペクトル拡散受信機

1

(57)【特許請求の範囲】

【請求項1】 疑似雑音(PN)信号によってスペクトル拡散された直接拡散スペクトル拡散(SS)信号の受信を行うスペクトル拡散受信機であって、受信SS信号と局部搬送波を混合し、複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路と、上記複素ベースバンド信号とPN信号との相関演算を行う相関器と、

上記受信SS信号に対する上記局部搬送波の周波数オフセットに応じた誤差信号を生成し、この誤差信号に応じて上記局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正するAFC回路と、

上記相関器から出力される相関信号の大きさについての信号と上記AFC回路の誤差信号の大きさについての信号とを加算した結果に基づき、PN信号の初期同期捕捉

2

及び同期追跡を行う初期捕捉・同期追跡回路と、を有することを特徴とするスペクトル拡散受信機。

【請求項2】 模似雑音(PN)信号によってスペクトル拡散された直接拡散スペクトル拡散(SS)信号の受信を行うスペクトル拡散受信機であって、受信SS信号と局部搬送波を混合し、複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路と、上記複素ベースバンド信号とPN信号との相関演算を行う相関器と、上記受信SS信号に対する上記局部搬送波の周波数オフセットに応じた誤差信号を生成し、この誤差信号に応じて上記局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正するAFC回路と、上記相関器から出力される相関信号の絶対値の二乗を出力する絶対値二乗回路と、

上記AFC回路の誤差信号の絶対値を出力する誤差信号絶対値生成回路と、

上記絶対値二乗回路の出力と上記誤差信号絶対値生成回路の出力を加算する加算器と、

上記加算器の出力に基づきPN信号の初期同期捕捉及び同期追跡を行う初期捕捉・同期追跡回路と、  
を有することを特徴とするスペクトル拡散受信機。

【請求項3】擬似雑音(PN)信号によってスペクトル拡散された直接拡散スペクトル拡散(SS)信号の受信を行うスペクトル拡散受信機であって、

受信SS信号と局部搬送波を混合し、複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路と、

上記複素ベースバンド信号とPN信号との相関演算を行う相関器と、

上記受信SS信号に対する上記局部搬送波の周波数オフセットに応じた誤差信号を生成し、この誤差信号に応じて上記局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正するAFC回路と、

上記相関器から出力される相関信号の絶対値の二乗を出力する絶対値二乗回路と、

上記AFC回路の誤差信号の絶対値を出力する誤差信号絶対値生成回路と、

上記絶対値二乗回路の出力と上記誤差信号絶対値生成回路の出力を加算する加算器と、

上記AFC回路の引込み完了を判定し、引込み完了信号を出力するAFC回路引込み判定手段と、

上記絶対値二乗回路の出力と上記加算器の出力を上記引込み完了信号に応じて選択して出力するセレクタと、

上記セレクタの出力に基づきPN信号の初期同期捕捉及び同期追跡を行う初期捕捉・同期追跡回路と、  
を有することを特徴とするスペクトル拡散受信機。

#### 【発明の詳細な説明】

##### 【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、PN符号を利用した直接拡散スペクトル拡散(DS/SS)通信に適用するスペクトル拡散受信機におけるPN信号の同期に関する。

##### 【0002】

【従来の技術】近年、移動体通信の分野において、直接拡散スペクトル拡散(DS/SS)通信による符号分割多元接続(CDMA)方式が注目されている。一方、移動体通信においては、フェーシングが存在するため、移動体通信にDS/SS通信を適用する場合、受信機において搬送波再生が難しく、準同期検波が採用される場合が多い。

$$r_{nM+m} = a_n u_m \exp[-j\{\Delta\omega(nM+m)T_c + \phi\}] \quad (1-1)$$

この複素ベースバンド信号を複素相関器に入力すると、複素ベースバンド信号とPN信号との相関係数である複素相関信号が得られる。この複素相関信号の値 $c_n$ は、

$$c_n = \sum_{m=1}^M u_m r_{nM+m}$$

【0003】そして、この準同期検波によれば、受信SS信号に対し、直交する2つの局部搬送波を混合し、複素ベースバンド信号を得る。そして、この複素ベースバンド信号とスペクトル拡散に用いたPN信号との相関演算を行い、PN信号の繰返し周期(すなわちシンボル周期)に同期して出現する相関信号のエネルギー(すなわち、相関信号の絶対値の二乗)のピークを検出することによりPN信号の同期の初期捕捉が行われる。初期捕捉が完了すると同期追跡が行われ、PN信号に追随したシンボル周期のクロック(シンボルクロック)が生成される。このシンボルクロックで相関信号をラッチすることにより、逆拡散が行われる。

【0004】一方、準同期検波を行う場合、受信信号に対して局部搬送波に周波数オフセットが存在すると、上述の相関信号のエネルギーが小さくなり誤り率特性に劣化が生じる。以下、図5を用いて周波数オフセットに起因する相関信号エネルギーの減少について説明する。ここで、この通信における一次変調は、BPSKを用いるものとする(実際には、QPSK等も用いられる)。また、スペクトル拡散に用いるPN信号の繰返し周期をMチップ、チップ周期を $T_c$ とし、 $m$ ( $m=1, \dots, M$ )番目のPN信号の値を $u_m$ (-1または1から構成される)とする。さらに、データのシンボル周期(すなわち、PN信号の繰返し周期)を $T_d$ (=MT<sub>c</sub>)とし、時刻 $nT_d$ (nは整数)における送信データの値を $a_n$ (-1または1から構成される)とし、送信搬送波の周波数を $\omega_c$ とする。

【0005】このような条件において、受信機は、時刻 $nT_d + nT_c$ に、 $a_n u_m \cos[\omega_c(nT_d + mT_c)]$ なる値の受信SS信号を受信する。この受信SS信号を周波数混合器10a、10b、ローパスフィルタ16a、16bにおいて準同期検波し、A/D変換器18a、18bにおいてA/D変換し、複素ベースバンド信号を得る。なお、簡単のため、A/D変換器18a、18bのサンプリング周期は、チップ周期 $T_c$ に等しいものとし、量子化誤差はないものとする。

【0006】ここで、準同期検波に用いる局部搬送波の角周波数が、送信搬送波の角周波数 $\omega_c$ に対して $\Delta\omega$ だけ周波数がオフセットしていたとする。また、その初期位相が $\phi$ であったとする。この条件において、時刻 $nT_d + mT_c = (nM+m)T_c$ における複素ベースバンド信号の値 $r_{nM+m}$ は、次式で与えられる。

##### 【0007】

送信データ $a_n$ に対応しており、次式で表される。

##### 【0008】

$$\begin{aligned}
 & m=1 \\
 & = a_n \exp[-j\{\Delta\omega(nM+1)T_c + \phi\}] \\
 & \quad \frac{[1 - \exp[-j\Delta\omega M T_c]}{[1 - \exp[-j\Delta\omega T_c]} \\
 & = a_n \exp[-j\{\Delta\omega [(2n+1)M+1]T_c / 2 + \phi\}] \\
 & \quad \sin[\Delta\omega M T_c / 2] / \sin[\Delta\omega T_c / 2] \quad (1-2)
 \end{aligned}$$

これより、周波数オフセット  $\Delta\omega$  に起因する複素相関信号の位相回転量は、1シンボル間 ( $T_d$  の間) に、 $\Delta\omega M T_c$  ( $= \Delta\omega T_d$ ) であることがわかる。

$$c_{n0} = a_n M \exp[-j\phi]$$

となる。従って、周波数オフセット  $\Delta\omega$  により、複素相関信号のエネルギーは、次式で与えられる  $\rho$  倍に減少す

$$\begin{aligned}
 \rho &= |c_n|^2 / |c_{n0}|^2 \\
 &= |\sin[\Delta\omega M T_c / 2]|^2 / (M \sin[\Delta\omega T_c / 2])^2 \quad (1-3)
 \end{aligned}$$

図9に、周波数オフセットと相関信号エネルギーの関係を示す。図9より周波数オフセットが大きくなると相関信号エネルギーが減少することが判る。従って、局部搬送波の周波数を制御することなどによって、周波数オフセットの影響を除去する AFC 回路が必要となる。

【0011】そして、AFC回路では、複素ベースバンド信号に所定の正負の位相差を与えて、誤差信号を生成し、これに基づいて周波数オフセットを解消するものが知られているが、このAFC回路は誤差信号を PN 信号の繰返し周期に同期したシンボルクロックによりラッ奇する必要がある。従って、AFC回路は、PN 信号に対する同期が確立した後でなければ動作することができない。

【0012】そこで、従来の回路においては、相関信号の絶対値の二乗から PN 信号の同期の初期捕捉を行い、これに応じて、AFC回路を動作させ、局部搬送波の周波数オフセットを補償し、エネルギー損失の少ない相関信号を得て逆拡散等の処理を行っている。

【0013】

【発明が解決しようとする課題】ところが、従来の回路においては、周波数オフセットが大きい場合には、PN 信号の同期の初期捕捉が行えないという問題点があった。すなわち、図9に示されているように、局部搬送波の周波数オフセットが  $2\pi/T_d$  近傍になると、相関信号のエネルギーが小さくなり、PN 信号の同期をとることが困難になる。従って、AFC回路が動作することができず、周波数オフセットの補償が行われない。このため、相関信号のエネルギーの減少はいつまでたっても解消されず、PN 信号の同期の初期捕捉が行えないという問題点があった。

【0014】本発明は、上記課題に鑑みなされたものであり、周波数オフセットが大きい場合にも、効果的に PN 信号の同期を確立できるスペクトル拡散受信機を提供することを目的とする。

【0015】

【課題を解決するための手段】本発明に係るスペクトル拡散受信機は、受信 SS 信号と局部搬送波を混合し、複

【0009】ここで、周波数オフセットがない（すなわち、 $\Delta\omega = 0$ ）場合には、複素相関信号の値  $c_{n0}$  は、

【0010】

【0011】

【0012】

【0013】

【0014】

素ベースバンド信号を得る準同期検波回路と、上記複素ベースバンド信号と PN 信号との相関演算を行う相関器と、上記受信 SS 信号に対する上記局部搬送波の周波数オフセットに応じた誤差信号を生成し、この誤差信号に応じて上記局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する AFC 回路と、上記相関器から出力される相関信号と上記 AFC 回路の誤差信号に基づき PN 信号の初期同期捕捉及び同期追跡を行う初期捕捉・同期追跡回路と、を有することを特徴とする。

【0016】

【課題を解決するための手段】本発明に係るスペクトル拡散受信機は、受信 SS 信号と局部搬送波を混合し、複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路と、上記複素ベースバンド信号と PN 信号との相関演算を行う相関器と、上記受信 SS 信号に対する上記局部搬送波の周波数オフセットに応じた誤差信号を生成し、この誤差信号に応じて上記局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する AFC 回路と、上記相関器から出力される相関信号の大きさについての信号と上記 AFC 回路の誤差信号の大きさについての信号とを加算した結果に基づき、PN 信号の初期同期捕捉及び同期追跡を行う初期捕捉・同期追跡回路と、を有することを特徴とする。

【0017】また、受信 SS 信号と局部搬送波を混合し、複素ベースバンド信号を得る準同期検波回路と、上記複素ベースバンド信号と PN 信号との相関演算を行う相関器と、上記受信 SS 信号に対する上記局部搬送波の周波数オフセットに応じた誤差信号を生成し、この誤差信号に応じて上記局部搬送波の周波数オフセットの影響を補正する AFC 回路と、上記相関器から出力される相関信号の絶対値の二乗を出力する絶対値二乗回路と、上記 AFC 回路の誤差信号の絶対値を出力する誤差信号絶対値生成回路と、上記絶対値二乗回路の出力と上記誤差信号絶対値生成回路の出力を加算する加算器と、上記 AFC 回路の引込み完了を判定し、引込み完了信号を出力する AFC 回路引込み判定手段と、上記絶対値二乗回路の出力と上記加算器の出力を上記引込み完了信号に応じて選択して出力するセレクタと、上記セレクタの出力

【0018】

に基づき PN 信号の初期同期捕捉及び同期追跡を行う初期捕捉・同期追跡回路と、を有することを特徴とする。

【0018】

【作用】このように、本発明によれば、受信 SS 信号と PN 信号との相関信号と AFC 回路の誤差信号の両者に基づき PN 信号の初期同期捕捉及び同期追跡を行う。

【0019】AFC 回路は、受信 SS 信号に対する局部搬送波の周波数オフセットに応じた誤差信号を生成する。このため、局部搬送波の周波数オフセットが大きい場合は、相関エネルギー（すなわち、相関信号の絶対値の二乗）は減少するが、誤差信号の絶対値は大きいものとなる。よって、例えば相関信号の絶対値の二乗に誤差信号の絶対値を加算した信号は周波数オフセットの大小にかかわらず PN 信号の 1 周期ごとに顕著な極大値を示す。従って、このような信号を用いることにより、周波数オフセットの大小にかかわらず（すなわち、AFC 回路が動作不能であっても）PN 信号の同期の初期捕捉及び同期追跡が可能となる。このようにして PN 信号の同期が確立されれば、AFC が動作可能となり、周波数オフセットの影響が除去される。

【0020】また、このように、PN 信号の同期が確立され、AFC が動作を開始して周波数引込みが完了して、周波数オフセットの影響が除去されると、相関信号のエネルギーは大きくなるが、誤差信号の絶対値は 0 近傍の値となり、雑音だけが含まれることになる。従って、AFC 回路が周波数引込みを完了した後は、相関信号の絶対値の二乗に誤差信号の絶対値を加算すると、S/N 比がかえって低下する。従って、AFC 回路が周波数引込みを完了した後は、相関信号の絶対値の二乗のみを用いて同期追跡を行うことにより、S/N 比の高い信号により安定した同期追跡が可能となる。

【0021】

【実施例】以下、図面に基づいて、実施例について説明する。図 1 は、実施例の全体構成を示すブロック図であり、受信 SS 信号は準同期検波・AFC 回路 100 に入力される。ここで、準同期検波が行われ、複素ベースバンド信号が出力される。そして、得られた複素ベースバ

$$r_{pnM+m} = a_n u_m \exp[-j((\Delta\omega + \omega_0) T_c + \phi)]$$

$$r_{nnM+m} = a_n u_m \exp[-j((\Delta\omega - \omega_0) T_c + \phi)] \quad (1-5)$$

この正偏差及び負偏差ベースバンド信号をそれぞれ複素相関器 44a、44b に入力し、PN 信号との相関演算を行い、正偏差相関信号及び負偏差相関信号を得る。シンボル周期  $T_d$  毎に得られる送信データ  $a_n$  に対する正

$$c_{pn} = a_n \exp[-j((\Delta\omega + \omega_0) B_n T_c / 2 + \phi)] \cdot$$

$$\sin[(\Delta\omega + \omega_0) M T_c / 2] / \sin[(\Delta\omega + \omega_0) T_c / 2]$$

$$c_{nn} = a_n \exp[-j((\Delta\omega - \omega_0) B_n T_c / 2 + \phi)] \cdot$$

$$\sin[(\Delta\omega - \omega_0) M T_c / 2] / \sin[(\Delta\omega - \omega_0) T_c / 2]$$

$$B_n = (2n+1)M+1$$

さらに、正偏差及び負偏差相関信号を絶対値 2 乗演算器 46a、46b に入力し、これらの信号の絶対値をそれ

ンド信号は複素相関器 102 に入力され、ここで PN 信号との相関がとられ複素相関信号が得られる。この複素相関信号は復調処理回路 104 に入力され、ここで相関信号を PN 信号の繰返し周期に同期してラッチし、変調方式に応じた復調処理を行う。以下、図 6 を用いて準同期検波・AFC 回路 100 の構成と動作について説明する。

【0022】図 6 に、準同期検波・AFC 回路の構成の一例を示す。この例では、局部搬送波を出力する局部発振器 12 を VCO で構成し、これを、誤差信号生成回路 30 によって生成した誤差信号によって制御する。なお、ゲイン  $\alpha$  を乗算する乗算器 32、この出力を積分する積分器 34、積分器の出力をアナログ電圧信号に変換する D/A 変換器 36 によって、誤差信号に応じた周波数の制御を可能としている。

【0023】すなわち、誤差信号生成回路 30 は、局部発振器 12 から出力される局部搬送波の、受信 SS 信号に対する周波数オフセットの値に応じた誤差信号を出力する。そこで、これに対し適当なゲインをかけ、積分器 34 において平均化を行い、D/A 変換器 36 においてアナログ電圧信号に変換している。そして、局部発振器 12 を電圧制御発振器 (VCO) で構成することにより、誤差信号に応じた電圧信号によって、局部発振器 12 の発振周波数を変更することができ、局部搬送波の周波数を受信 SS 信号の搬送波周波数に一致させることができる。

【0024】ここで、誤差信号生成回路 30 の構成について図 7 に基づいて説明する。準同期検波回路から出力される複素ベースバンド信号は、乗算器 40a、40b 30 に入力され、ここで、 $e \times p (-j\omega_0 t)$  及び  $e \times p (j\omega_0 t)$  がそれぞれ乗算され、正の周波数偏差  $\omega_0$  ( $\omega_0 < 0$ ) と、負の周波数変換  $-\omega_0$  が与えられ、正偏差ベースバンド信号及び負偏差ベースバンド信号となる。ここで、時刻  $(nM + mT_c)$  における正偏差及び負偏差ベースバンド信号の値をそれぞれ  $r_{pnM+m}$  及び  $r_{nnM+m}$  とすると、次の関係式が成立する。

【0025】

40 偏差及び負偏差相関信号の値をそれぞれ  $c_{pn}$ 、 $c_{nn}$  とすると、式 (1-2) と同様に次の関係式が成立する。

【0026】

それ 2 乗して正偏差誤差信号及び負偏差誤差信号を得 50 る。正偏差誤差信号と負偏差誤差信号の値は、周波数オ

アセシト  $\Delta \omega$  が存在しない場合には等しくなるが、 $\Delta \omega$  が存在する場合にはこれに応じて両者に差が生じる。そこで、正偏差誤差信号と負偏差誤差信号の差を演算器 4 によって求め、シンボル周期  $T_d$  每にその値をラッチ

$$e_n = |c_{pn}|^2 - |c_{nn}|^2$$

$$= \{\sin[(\Delta \omega + \omega_0)MT_c/2]/(\sin[(\Delta \omega + \omega_0)T_c/2])\}^2$$

$$- \{\sin[(\Delta \omega - \omega_0)MT_c/2]/(\sin[(\Delta \omega - \omega_0)T_c/2])\}^2$$

この誤差信号  $e_n$  は、図 8 に示すような周波数オフセット特性を示す。ここで、この図は、 $M = 127$ 、 $\omega_0 = \pi/T_d$  とした場合の図である。図 8 から明らかのように、誤差信号  $e_n$  は周波数オフセット  $\Delta \omega$  に応じた値を示す。そこで、このような誤差信号に応じて局部搬送波の周波数を変更することにより、受信 SS 信号の搬送波周波数に局部搬送波の周波数を合致させることができ。このように、従来の A F C 回路によって、準同期検波回路における局部搬送波の周波数を受信 SS 信号の搬送波周波数に合致するようフィードバック制御することができ、好適な複素ベースバンド信号を得ることができる。図 9 に示したように、周波数オフセットにより、相関信号エネルギーが減少するが、上述のような A F C 回路を設けることにより、周波数オフセットを最低限に減少でき、相関信号のエネルギー損失を少なくすることができ、より正確な信号の復調を行うことができる。

【0028】本実施例においては、A F C 回路の誤差信号を利用する。すなわち、図 1 に示すように、複素相関信号の絶対値の二乗を計算する絶対値二乗回路 104 と、A F C 回路のラッチ前の誤差信号の絶対値を計算する絶対値回路 106 と、絶対値二乗回路 104 と絶対値回路 106 の出力を加算する加算器 108 と、この加算器 108 の出力から初期捕捉・同期追跡を行う初期捕捉・同期追跡回路 110 を有している。

【0029】従って、複素相関信号の絶対値の二乗と誤差信号の絶対値が加算器 108 において加算され、初期捕捉・同期追跡回路 110 はこの加算された信号に基づいて PN 信号の同期を確立し、受信 SS 信号に含まれる PN 信号の周期に同期したシンボルクロックを発生して、準同期検波・A F C 回路 100、復調処理回路 104 に供給する。

【0030】ここで、相関信号の絶対値の二乗と、これに周波数偏差  $\omega_0$  を  $\pi/T_d$ 、 $7\pi/4T_d$  とした場合の誤差信号の絶対値を加算した信号の特性を図 2 に示す。図 2 より、A F C 誤差信号の絶対値を加算した場合、相関信号の絶対値の二乗がほとんど 0 となる  $\Delta \omega = 2\pi/T_d$  の近傍においても、充分なレベルの信号を得られることが判る。これは、図 9 に示すように A F C 誤差信号の絶対値は相関信号のエネルギーが大きく減少する  $|\Delta \omega| > \pi/T_d$  の領域で大きい値となっているからである。従って、複素相関信号の絶対値を二乗した信号（すなわち、一般的に同期確立に用いられる信号）に

回路 50 でラッチすることにより誤差信号を得る。すなわち、送信データ  $a_n$  に対する誤差信号  $e_n$  は次式で与えられる。

【0027】

(1-7)

A F C 誤差信号の絶対値を加算することにより、周波数オフセット  $\Delta \omega$  の絶対値が大きい場合でもある程度のレベルの信号を得ることができる。よって、この信号を同期確立に用いることにより、同期確立可能な周波数オフセットの範囲を拡大することができる。

【0031】なお、加算する A F C 誤差信号は、同期確立（初期捕捉・追跡）に用いるため、シンボル周期  $T_d$  でラッチする以前の信号でなければならない。

【0032】一方、A F C 回路が周波数引込みを完了し、A F C ループが定常状態になると、誤差信号の値はほとんど 0 となり、雑音のみが含まれることになる。また、このときには複素ベースバンド信号からは周波数オフセットの影響は除去されるので、複素相関信号のエネルギーの減少も回復している。従って、A F C 引込み完了後は、A F C 誤差信号の絶対値を加算することは却つて同期確立用信号の S/N 比を低下させることとなってしまう。

【0033】このことを考慮して同期確立用信号の切替えを行う D S / S S 受信機の構成を図 3 に示す。このように、この構成では、絶対値二乗回路 104 の出力である相関信号の絶対値の二乗と、加算器 108 の出力である誤差信号の絶対値を加算した信号の両方が入力されるセレクタ 112 と、A F C の引き込みを判定する引き込み判定回路 114 を有している。

【0034】そして、この引き込み判定回路 114 の判定結果に応じてセレクタ 112 を制御し、次のように同期確立用信号を選択する。

【0035】A F C の引込みが完了する以前は、加算器 108 からの信号を選択し、複素相関信号の絶対値を二乗した信号に A F C 誤差信号の絶対値を加算して同期確立用信号とする（引込みモード）。

【0036】引込み完了後は、絶対値二乗回路 104 からの信号を選択し、複素相関信号の絶対値を二乗した信号をそのまま同期確立用信号とする（定常モード）。

【0037】このような構成とすることによって、周波数オフセットが大きい場合にも初期捕捉を行うことができ、かつ A F C 引込み完了後はより正確な同期追跡を行うことができる。従って、初期捕捉・同期追跡回路 110 からより正確なチップクロックおよびシンボルクロックを出力でき、これに基づいて、ラッチタイミングを正確なものとできる。

【0038】なお、引き込み判定回路 114 における引

き込みの判定は、初期捕捉・同期追跡回路 110 におけるシンボルクロックに同期して誤差信号をラッチした値が所定値以下、すなわち AFC の周波数補正誤差が所定値以下であることをもって引込み完了と判定する方法等がある。

【0039】また、初期捕捉・同期追跡回路 110 における初期捕捉は図 4 に示すように、巡回加算を行う加算器 110a、1 シンボル周期分の加算結果を記憶するフレームメモリ 110b、加算結果の信号のピークを検出するピーク検出回路 110c によって行う方法がある。すなわち、この回路によれば、フレームメモリ 110b の出力は 1 シンボル周期前の加算結果となっているため、加算器 110a において、1 シンボル周期で累積加算（いわゆる巡回加算）が行われる。加算器 110a に入力される同期確立用信号には PN 信号の繰返し周期（すなわちシンボル周期）に同期してピークが出現するため、この巡回加算によりピークの累積加算が行われて SN 比が向上し、ピークの検出がより確実になる。この PN 信号に同期したピークの検出により初期捕捉が行われる。

【0040】このようにして、本実施例の回路を用いることにより、周波数オフセット  $\Delta \omega$  の絶対値が大きい（例えば  $2\pi / T_d$  近傍）場合においても、PN 信号の同期を確立することができる。そこで、これに基づいて、AFC 回路が動作を開始し、周波数オフセット補償が行われ、相関信号のエネルギーを回復することができる。

【0041】このように、本発明においては、図 7 に示す誤差信号生成回路のラッチ前の誤差信号を PN 信号同期の確立に利用する。そして、初期捕捉・同期追跡回路 110 により得られたシンボルクロックによって、ラッチ回路 50 のラッチタイミングが制御され、図 8 に示すような誤差信号が得られる。そこで、この誤差信号を用いて好適な AFC 動作を達成できる。更に、このシンボルクロックは復調処理回路 104 にも供給され、ここにおける相関信号のラッチタイミングが制御される。

## 【0042】

【発明の効果】以上説明したように本発明に係るスペクトル拡散受信機によれば、相関信号と誤差信号の両方を用いて PN 信号の同期の初期捕捉を行うため、局部搬送波の周波数オフセットが大きい時でも PN 信号の同期を確立することができる。

【0043】また、AFC の引込みが完了した後は、相関信号のみに基づいて同期追跡を行うことにより、より正確な同期追跡を行うことができる。

## 10 【図面の簡単な説明】

【図 1】実施例の全体構成を示すブロック図である。

【図 2】同期確立用信号の周波数オフセット特性を示す特性図である。

【図 3】他の実施例の全体構成を示すブロック図である。

【図 4】初期捕捉・同期追跡回路 110 における初期捕捉部の構成例を示すブロック図である。

【図 5】準同期検波を行う DS / SS 受信機の全体構成を示すブロック図である。

【図 6】図 1 に示す回路の準同期検波・AFC 回路 100 の構成を示すブロック図である。

【図 7】図 6 に示す回路の誤差信号生成回路 30 の構成を示すブロック図である。

【図 8】AFC 回路で利用する誤差信号の周波数オフセット特性を示す特性図である。

【図 9】周波数オフセットによる相関信号エネルギーの減少を示す特性図である。

## 【符号の説明】

100 準同期検波・AFC 回路

30 102 複素相関器

104 復調処理回路

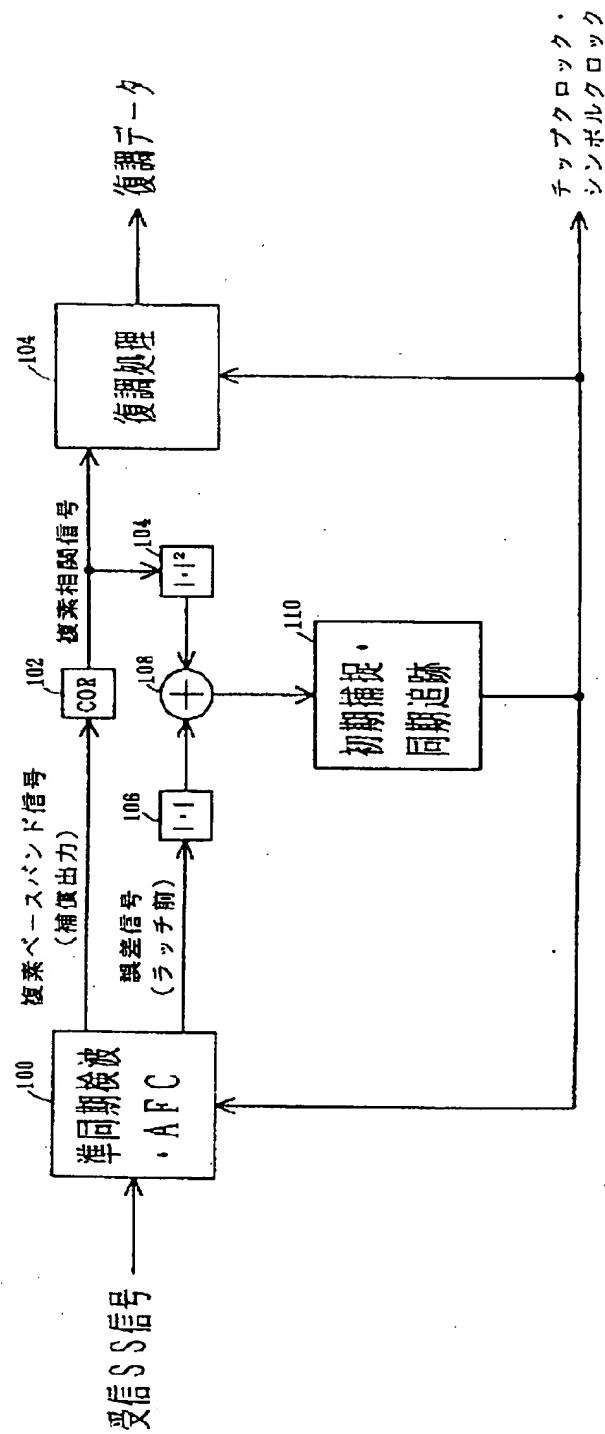
104 絶対値二乗回路

106 絶対値回路

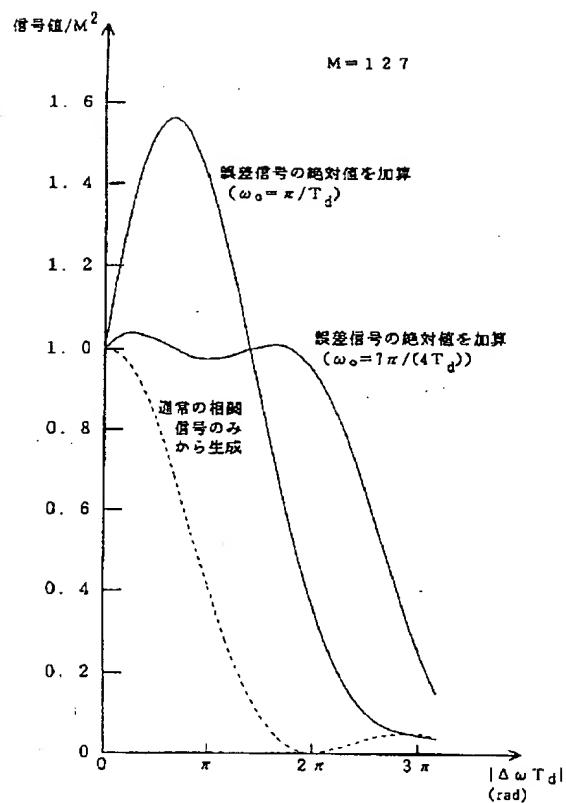
108 加算器

110 初期捕捉・同期追跡回路

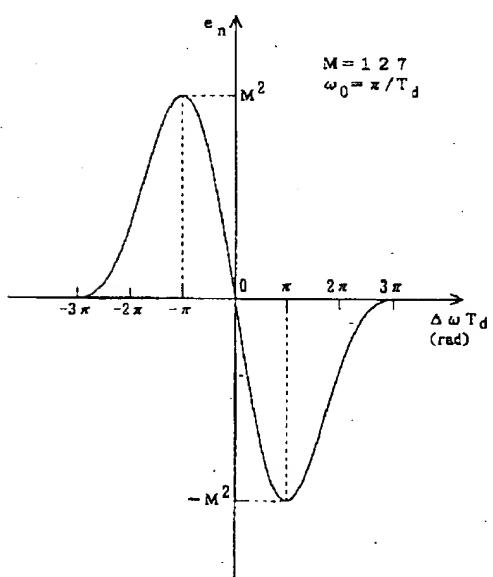
【図 1】



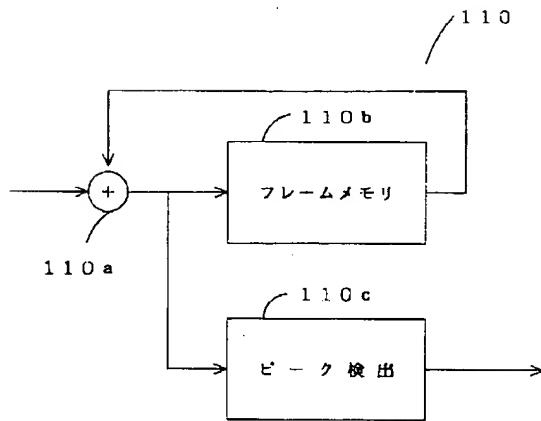
【図 2】



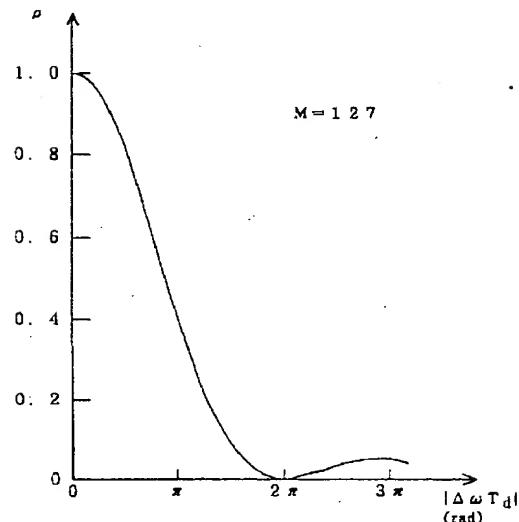
【図 8】



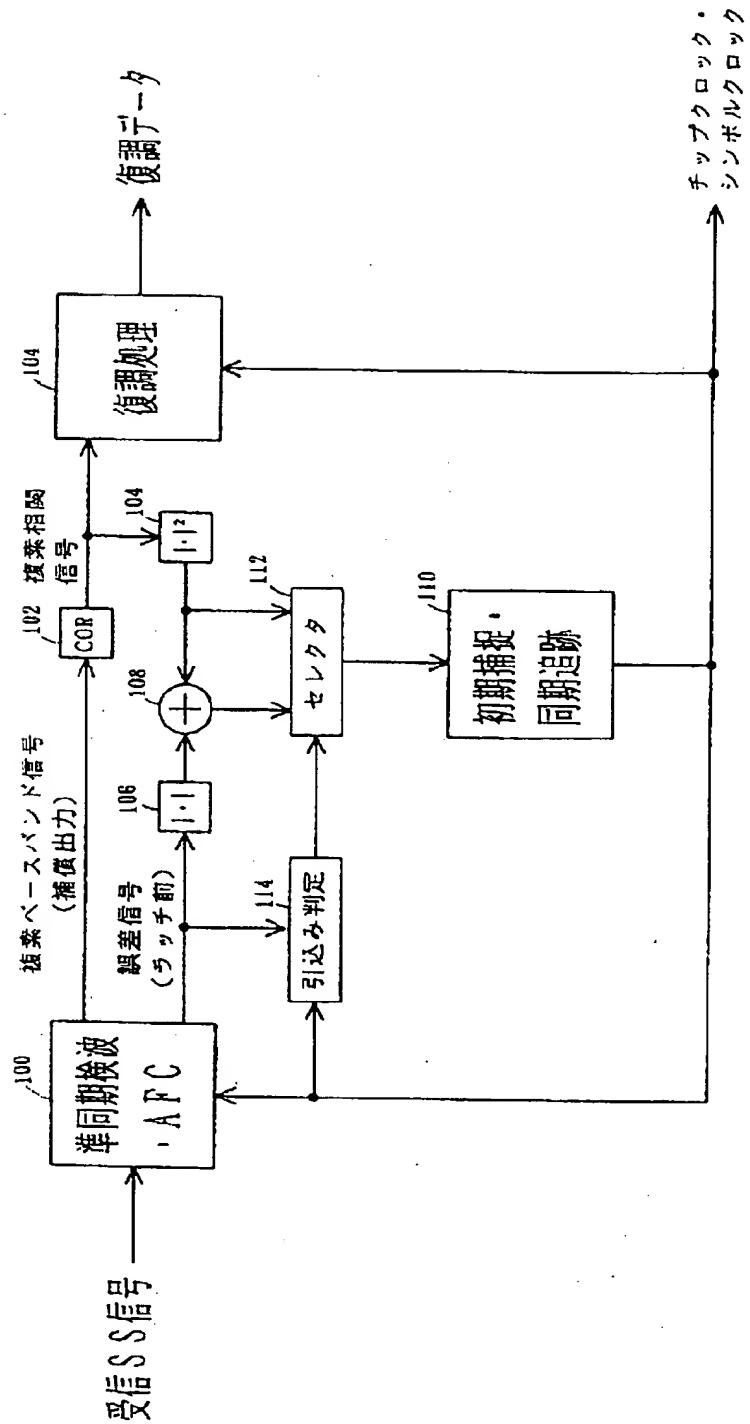
【図 4】



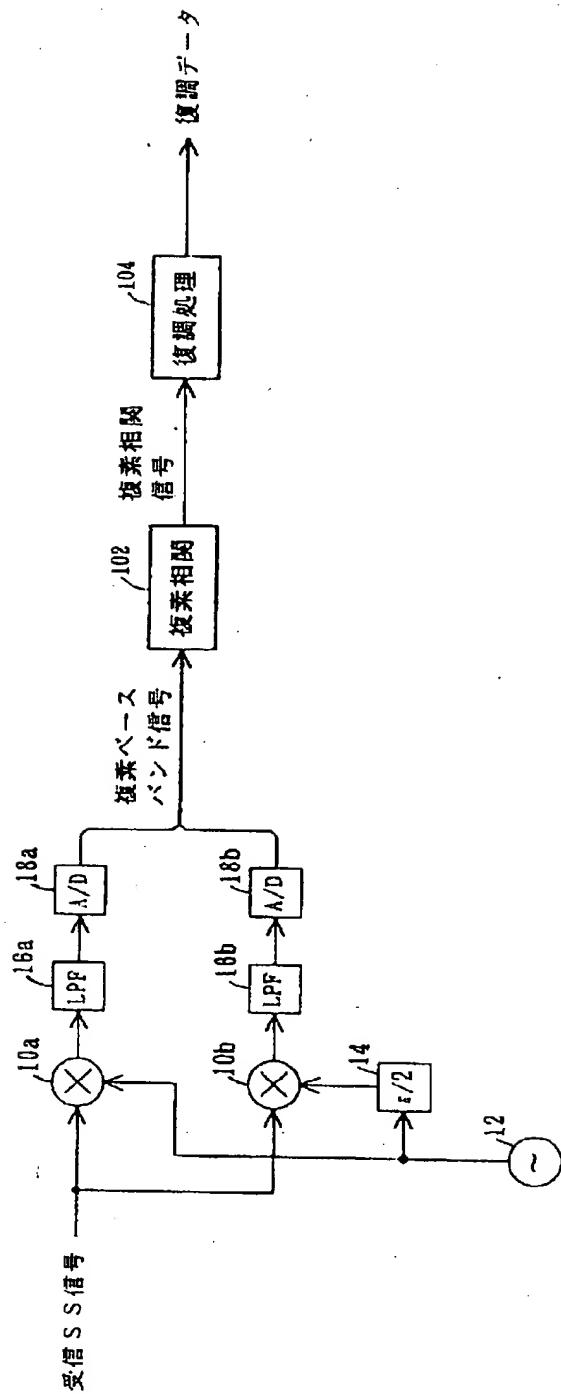
【図 9】



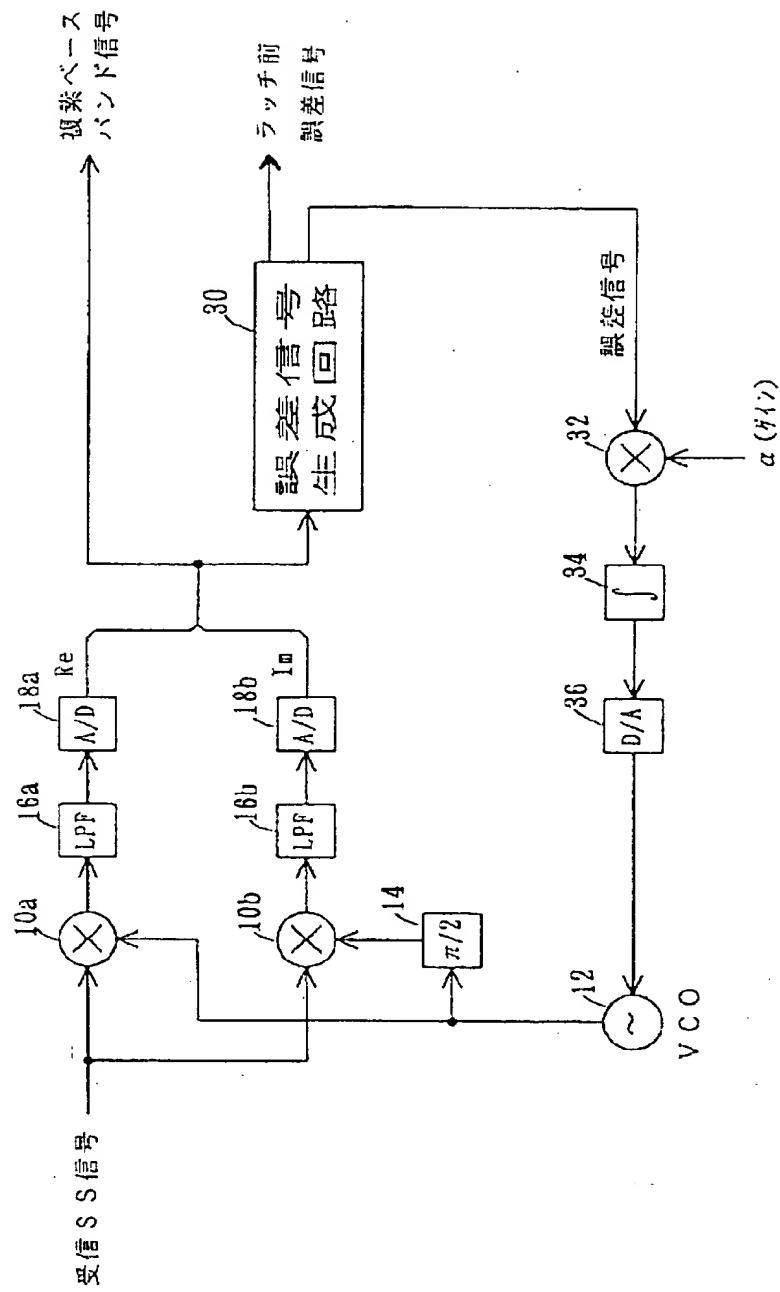
【図3】



【図5】



【図 6】



【図7】

